



Docket No.: 8736.047.00-US
(PATENT)

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

In re Patent Application of:
Yong S. Hwang

Customer No.: 30827

Application No.: 10/673,631

Confirmation No.: 1130

Filed: September 30, 2003

Art Unit: 2817

For: DEVICE FOR RECOVERING CARRIER

Examiner: Not Yet Assigned

CLAIM FOR PRIORITY AND SUBMISSION OF DOCUMENT

Commissioner for Patents
P.O. Box 1450
Alexandria, VA 22313-1450

Dear Sir:


Applicant hereby claims priority under 35 U.S.C. 119 based on the following prior foreign application filed in the following foreign country on the date indicated:

<u>Country</u>	<u>Application No.</u>	<u>Date</u>
Korea, Republic of	2002-0059861	October 1, 2002

In support of this claim, a certified copy of the said original foreign application is filed herewith.

Dated: March 23, 2004

Respectfully submitted,

By  (42,766)
Song K. Jung
Registration No.: 35,210
MCKENNA LONG & ALDRIDGE LLP
1900 K Street, N.W.
Washington, DC 20006
(202) 496-7500
Attorney for Applicant



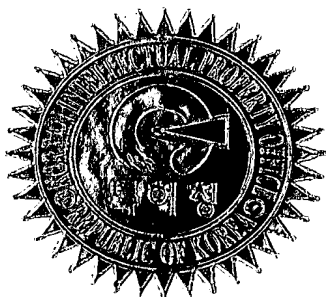
별첨 사본은 아래 출원의 원본과 동일함을 증명함.

This is to certify that the following application annexed hereto is a true copy from the records of the Korean Intellectual Property Office.

출원번호 : 10-2002-0059861
Application Number

출원년월일 : 2002년 10월 01일
Date of Application OCT 01, 2002

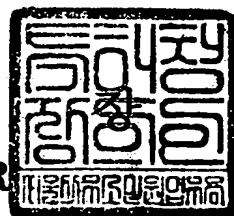
출원인 : 엘지전자 주식회사
Applicant(s) LG Electronics Inc.



2003 년 08 월 05 일

특 허 청

COMMISSIONER





1020020059861

출력 일자: 2003/8/6

【서지사항】

【서류명】	특허출원서
【권리구분】	특허
【수신처】	특허청장
【참조번호】	0003
【제출일자】	2002.10.01
【국제특허분류】	H04N
【발명의 명칭】	반송파 복구 장치
【발명의 영문명칭】	Apparatus for recovering carrier
【출원인】	
【명칭】	엘지전자 주식회사
【출원인코드】	1-2002-012840-3
【대리인】	
【성명】	김용인
【대리인코드】	9-1998-000022-1
【포괄위임등록번호】	2002-027000-4
【대리인】	
【성명】	심창섭
【대리인코드】	9-1998-000279-9
【포괄위임등록번호】	2002-027001-1
【발명자】	
【성명의 국문표기】	황용석
【성명의 영문표기】	HWANG,Yong Suk
【주민등록번호】	740718-1906210
【우편번호】	618-200
【주소】	부산광역시 강서구 명지동 11통 2반 1029번지
【국적】	KR
【심사청구】	청구
【취지】	특허법 제42조의 규정에 의한 출원, 특허법 제60조의 규정에 의한 출원심사를 청구합니다. 대리인 김용인 (인) 대리인 심창섭 (인)

【수수료】

【기본출원료】	20	면	29,000	원
---------	----	---	--------	---

【가산출원료】	5	면	5,000	원
---------	---	---	-------	---

【우선권주장료】	0	건	0	원
----------	---	---	---	---

【심사청구료】	9	항	397,000	원
---------	---	---	---------	---

【합계】	431,000	원		
------	---------	---	--	--

【첨부서류】	1. 요약서·명세서(도면)_1통			
--------	-------------------	--	--	--

【요약서】**【요약】**

잔류측파대(VSB) 변조 방식으로 전송되는 데이터를 수신하여 반송파를 복구하는 반송파 복구 장치에 관한 것으로서, 특히 VSB 신호를 OQAM 신호로 변조한 후 변조된 OQAM 신호의 실수 성분과 허수 성분의 신호를 서로 곱하거나, 또는 각각에 제곱을 취하여 차를 구하거나, 또는 절대치를 취하여 차를 구한 후, 이 결과 값으로부터 반송파 위상 오차를 추정함으로써, VSB 전송 방식에서 파일럿 신호를 이용하지 않고도 반송파 복구를 정확하게 수행할 수 있으며, 특히 도심 환경과 같이 반사파가 많은 열악한 채널환경에서 파일럿이 감쇄하거나 전혀 나타나지 않더라도 정확한 반송파 복구를 수행할 수 있다.

【대표도】

도 5

【색인어】

반송파, OQAM, VSB

【명세서】

【발명의 명칭】

반송파 복구 장치{Apparatus for recovering carrier}

【도면의 간단한 설명】

도 1은 일반적인 디지털 TV 수신기의 구성 블록도

도 2는 도 1의 반송파 복구부의 상세 블록도

도 3은 본 발명에서 VSB 신호를 QAM 변조했을 때의 신호 배열 상태를 보인 도면

도 4는 본 발명에 따른 VSB 신호와 OQAM 신호와의 관계를 보인 도면

도 5는 본 발명의 제 1 실시예에 따른 반송파 복구 장치의 구성 블록도

도 6은 본 발명의 제 2 실시예에 따른 반송파 복구 장치의 구성 블록도

도 7은 본 발명의 제 3 실시예에 따른 반송파 복구 장치의 구성 블록도

도면의 주요부분에 대한 부호의 설명

501 : 지연기 502 : 힐버트 변환기

503 : 제 1 복소 곱셈기 504 : 제 2 복소 곱셈기

505 : 곱셈기 506 : 대역 통과 필터

507 : 다운 샘플링부 508 : 루프 필터

509 : NCO 605 : 제곱부

606,706 : 감산기 705 : 절대치 연산부

【발명의 상세한 설명】

【발명의 목적】

【발명이 속하는 기술분야 및 그 분야의 종래기술】

- <15> 본 발명은 디지털 TV 수신기에 관한 것으로서, 특히 VSB 방식의 디지털 TV 수신기의 반송파 복구 장치에 관한 것이다.
- <16> 현재 한국 및 미국의 디지털 TV(이하, DTV라 칭함.) 방송 규격으로 채택된 잔류 측파대(VSB) 방식은 기존의 아날로그 TV 방송용으로 할당된 주파수를 이용하여 방송 신호를 보내도록 되어 있다. 그러나, 기존의 아날로그 TV 방송에 주는 영향을 최소화하기 위하여 DTV 신호의 세기를 아날로그 TV 신호 세기에 비해 아주 작은 크기로 전송한다. 물론 DTV 신호 내에는 잡음의 영향을 줄이기 위하여 여러 가지 부호화 방식 및 채널 등화기 등이 사용되어 신호의 세기가 작더라도 DTV 신호의 수신에는 문제가 없도록 규격이 결정되어 있다. 그러나, 전송 채널의 상황이 아주 열악하면 신호를 제대로 수신할 수 없다. 통상 DTV 전송 방식은 방송 수신시 전송 채널상에서 발생하는 잡음을 완전히 제거하여 전혀 잡음이 없는 화면을 볼 수 있는 장점이 있는 반면, 전송 신호를 완전히 복원하지 못하면 화면을 아예 볼 수 없다는 단점이 있으므로, 수신기는 어떠한 열악한 전송 채널을 통과한 신호라 하더라도 모두 수신할 수 있도록 하여야 한다.
- <17> 도 1은 일반적인 VSB 방식의 디지털 TV 수신기의 구성 블록도로서, VSB 방식으로 변조된 RF(Radio Frequency) 신호가 안테나(101)를 통해 수신되면 튜너(102)는 사용자가 원하는 특정 채널 주파수만을 선택한 후 상기 채널 주파수에 실려진 RF 대역의 VSB 신호

를 중간 주파수 대역(IF; 보통 44MHz이나 아날로그 TV 방송의 경우 43.75MHz가 널리 사용됨)으로 내리고 타채널 신호를 적절히 걸러낸다.

<18> 그리고, 임의의 채널의 스펙트럼을 IF의 통과 대역 신호로 변환하는 튜너(102)의 출력 신호는 인접 채널 신호의 제거, 잡음 신호제거의 기능으로 채용된 소오(Surface Acoustic Wave ; SAW) 필터(103)를 통과하게 된다.

<19> 이때, 디지털 방송 신호는 일 예로, 44MHz의 중간 주파수로부터 6MHz의 대역 내에 모든 정보가 존재하므로 SAW 필터(103)에서는 튜너(102)의 출력으로부터 정보가 존재하는 6MHz의 대역만 남기고 나머지 구간을 모두 제거한 후 IF 증폭기(104)로 출력한다.

<20> 상기 IF 증폭기(104)는 후단의 A/D 변환기(105)로 출력되는 신호의 크기를 항상 같게 하기 위하여 상기 SAW 필터(103)에서 출력되는 신호에 이미 계산된 이득(gain) 값을 곱해준다. 따라서, 상기 A/D 변환기(105)는 항상 같은 크기의 신호를 상기 IF 증폭기(104)로부터 입력받아 디지털화한다. 상기 A/D 변환기(105)에서 디지털화된 통과대역 신호는 반송파 복구부(106)에서 기저대역으로 천이된 후 DC 제거기(107)로 출력된다. 이때, 상기 반송파 복구부(106)에서 반송파 복구를 시 사용된 반송파 신호는 반송파 복구 후에 주파수가 0Hz인 DC 성분으로 변한다.

<21> 즉, 상기 DC 성분은 반송파 복구부에서 반송파 복구를 수행할 수 있도록 하기 위하여 송신부에서 송신 신호에 강제로 삽입한 것이다. 그러므로, 반송파 복구가 수행된 후에는 송신부에서 삽입된 DC 성분은 필요가 없다. 따라서, 상기 DC 제거기(107)는 상기 반송파 복구부(106)에서 출력되는 기저대역의 신호로부터 DC 성분을 검출하여 제거한다.

- <22> 상기 DC 성분이 제거된 기저대역의 디지털 신호는 동기화부(108)와 채널 등화기(109)로 출력된다.
- <23> 통상, 그랜드 얼라이언스(GA)에서 제안한 VSB 전송 방식은 다른 DTV 전송 방식에 비해 가장 주목할 만한 특성은 파일럿 신호, 데이터 세그먼트 동기 신호, 그리고 필드 동기 신호라도 볼 수 있다. 이러한 신호들은 캐리어 복구와 타이밍 복구등의 특성을 향상시키기 위해 송신부에서 삽입하여 전송한다.
- <24> 따라서, 상기 동기화부(108)는 상기 DC 제거된 신호로부터 송신시 삽입되었던 데이터 세그먼트 동기 신호, 필드 동기 신호들을 복원한다. 이렇게 구해진 동기 신호들은 채널 등화기(109), 위상 추적기(110), 및 FEC부(111)로 출력된다.
- <25> 상기 채널 등화기(109)는 상기 기저 대역의 디지털 신호와 동기 신호를 이용하여 상기 기저대역의 디지털 신호에 포함된 심볼간 간섭을 일으키는 진폭의 선형 왜곡, 건물이나 산등에서 반사되어 생기는 고스트 등을 제거한 후 위상 추적기(110)로 출력한다.
- <26> 상기 위상 추적기(110)는 상기 채널 등화기(109)의 출력 신호로부터 상기 튜너(102)에서 야기된 잔류 위상 잡음을 제거하여 FEC부(111)로 출력한다. 상기 FEC부(111)는 상기 동기 신호들을 이용하여 위상 잡음이 제거된 신호로부터 송신 심볼을 복구하여 트랜스포트 스트림 형태로 출력한다.
- <27> 이때, 도 1을 보면, 모든 아날로그 처리 과정을 거친 신호는 A/D 변환기(105)에서 디지털 신호로 변환된 후 반송파 복구부(106)로 출력된다. 따라서, 상기 반송파 복구부(106) 후단의 모든 디지털 처리 블록들은 반송파 복구부(106)에서 반송파 복구가 이루어지지 않으면 정상적인 동작을 할 수 없다.

- <28> 따라서, DTV 수신기내의 반송파 복구부(106)에서는 전송 신호의 주파수 상에 존재하는 파일럿 주파수의 위치를 정확하게 복원하여 이를 기저대역 신호로 변환한다.
- <29> 현재 반송파 복구부(106)의 가장 일반적인 알고리즘으로는 도 2와 같이 FPLL(Frequency Phase Locked Loop)이라는 것을 사용하는데, 그 회로의 구현이 간단하며 성능이 우수하여 많이 사용하고 있다. 즉, FPLL로 구성된 반송파 복구부(106)는 상기 A/D 변환기(105)에서 출력되는 통과 대역의 I,Q 신호를 기저대역의 I,Q 신호로 복조하여 주파수와 위상을 록킹한다.
- <30> 도 2에서 보면, A/D 변환기(105)에서 디지털화된 통과대역의 실수 성분의 신호는 지연기(201)와 힐버트 변환기(202)로 입력된다.
- <31> 상기 힐버트 변환기(202)는 입력되는 실수(real) 성분의 신호를 90도 반전시켜 허수 성분의 신호로 변환한 후 복소 곱셈기(203)로 출력하고, 상기 지연기(201)는 상기 힐버트 변환기(202)에서의 처리 시간만큼 입력되는 실수 성분의 신호를 지연시킨 후 복소 곱셈기(203)로 출력한다.
- <32> 설명의 편의상 지연기(201)를 거친 신호를 I 채널 신호, 힐버트 변환기(202)를 거친 신호를 Q 채널 신호라 칭한다.
- <33> 상기 복소 곱셈기(203)는 반송파 복구가 이루어진 복소 반송파 즉, 정현파와 여현파를 NCO(Numerically Controlled Oscillator)(210)를 통해 입력받은 후 상기 A/D 변환기(105)를 통해 출력되는 통과대역의 I, Q 신호와 각각 곱하여 통과 대역의 I,Q 신호를 기저대역의 I,Q 신호로 천이시킨다.

- <34> 상기 기저대역의 I,Q 신호는 DC 제거기(107)로 출력됨과 동시에 반송파 복구를 위해 기저대역의 I 신호는 제 1 저역 통과 필터(204)로 출력되고, 기저대역의 Q 신호는 제 2 저역 통과 필터(205)로 출력된다.
- <35> 이때, 반송파를 복구하는 반송파 복구부(106)에서는 6MHz의 대역폭 중 파일럿 주파수가 존재하는 주파수 주변의 신호만을 필요로 한다. 따라서, 상기 제 1, 제 2 저역 통과 필터(204,205)는 데이터 성분들이 존재하는 나머지 주파수 성분을 I, Q 신호로부터 제거하여 데이터에 의하여 반송파 복구부의 성능이 저하되는 것을 방지한다.
- <36> 상기 제 1 저역 통과 필터(204)의 출력은 지연기(206)로 입력된다. 상기 지연기(206)는 데이터 성분이 제거된 I 신호를 일정시간 지연시켜 부호 추출기(207)로 출력한다. 이때, 상기 제 1 저역 통과 필터(204)에서 출력되는 파일럿 성분의 I 신호가 지연기(206)를 통과하면서 정확히 DC 성분으로 파일럿이 변하지 않으면 그 만큼에 해당하는 위상 오차가 발생한 것이다.
- <37> 따라서, 상기 지연기(206)는 입력되는 통과대역 신호의 파일럿 주파수 성분과 NCO(210)의 반송파 주파수 성분의 차이를 위상 오차의 형태로 변환시켜 부호 추출기(207)로 출력한다.
- <38> 상기 부호 추출기(207)는 상기 지연기(206)에서 출력되는 신호의 부호만을 추출하여 곱셈기(208)로 출력한다. 상기 곱셈기(208)는 상기 I 신호의 부호와 데이터 성분이 제거된 Q 신호와 곱한 후 위상 오차로서 루프 필터(209)로 출력한다. 상기 루프 필터(209)는 입력되는 위상 오차를 여과하고 적산하여 NCO(210)로 출력하고, 상기 NCO(210)는 상기 루프 필터(209)의 출력에 비례하는 복소 반송파를 생성해 내어 상기 복소 곱셈기(203)로 출력한다.

<39> 이때, 입력되는 통과 대역에 존재하는 반송파 신호 성분인 파일럿의 주파수와 NCO(210)에서 발생하는 반송파 신호의 주파수 성분이 정확하게 일치한다면 반송파 복구부(106)의 역할은 끝난다.

【발명이 이루고자 하는 기술적 과제】

<40> 이와 같이 파일럿 주파수는 반송파 복구용으로 송신측에서 보내는 정보라 확실하고, 반송파 복구시에 발생할 수 있는 위상 떨림도 적다. 하지만 도심 환경과 같이 반사파가 많은 채널환경에서는 수신된 신호에서 파일럿이 줄어들므로 이를 반송파 복구부에서 이용하기에는 한계가 있다. 즉, DTV 수신 채널 환경에 따라 데이터 성분이 감쇄되는 경우도 있고, 파일럿이 들어있는 주파수 성분이 감쇄되는 경우도 있으며, 최악의 경우는 파일럿이 들어있는 주파수 성분이 완전히 감쇄되어 파일럿 성분이 전혀 나타나지 않을 수도 있다.

<41> 상기와 같이 파일럿 성분이 줄어들거나 전혀 나타나지 않는 경우, 정확한 반송파 복구를 수행할 수 없게 된다. 또한 위상 떨림의 정도도 파일럿이 줄어들므로써, 잡음의 영향을 많이 받아 심해진다.

<42> 본 발명은 상기와 같은 문제점을 해결하기 위한 것으로서, 본 발명의 목적은 VSB 신호를 OQAM(Offset Quadrature Amplitude Modulation) 신호 형태로 변환한 후 변환된 OQAM 신호로부터 반송파 위상 오차를 추정하는 반송파 복구 장치를 제공함에 있다.

【발명의 구성 및 작용】

<43> 상기와 같은 목적을 달성하기 위한 본 발명에 따른 반송파 복구 장치는, VSB 통과 대역 실수 성분 및 허수 성분의 신호와 위상 오차에 비례하는 복소 반송파를 각각 곱하

여 상기 VSB 통과대역 실수 성분과 허수 성분의 신호를 VSB 기저대역 실수 성분과 허수 성분의 신호로 천이시키는 복소 곱셈기와, 상기 복소 곱셈기의 출력에 임의의 주파수를 복소곱하여 상기 VSB 기저대역 실수 성분과 허수 성분의 신호를 OQAM 실수 성분과 허수 성분의 신호로 변조하는 복소 곱셈기로 구성된 VSB/OQAM 변환부와, 상기 VSB/OQAM 변환부에서 출력되는 OQAM 실수 성분과 허수 성분의 신호를 이용하여 반송파 위상 오차를 추정하는 오차 추정부와, 상기 오차 추정부의 출력 신호 중 타이밍 에지에 의해 발생한 주파수 성분을 통과시킨 후 다운 샘플링하는 필터 및 다운 샘플링부와, 상기 필터 및 다운 샘플링부의 출력을 여과하고 적산한 후 적산된 값에 비례하는 복소 반송파를 생성하여 상기 복소 곱셈기로 출력하는 필터 및 발진기를 포함하여 구성되는 것을 특징으로 한다.

- <44> 상기 위상 추정부는 상기 OQAM 신호 중 VSB 신호의 심볼 성분이 포함된 복소 신호로부터 반송파 위상 오차를 추정하는 것을 특징으로 한다.
- <45> 상기 위상 추정부는 상기 OQAM 신호 중 VSB 신호의 심볼 성분이 포함되지 않은 복소 신호로부터 반송파 위상 오차를 추정하는 것을 특징으로 한다.
- <46> 상기 위상 추정부는 상기 VSB/OQAM 변환부에서 출력되는 OQAM 신호의 실수 성분과 허수 성분의 신호를 서로 곱하여 위상 오차를 추정하는 것을 특징으로 한다.
- <47> 상기 위상 추정부는 상기 VSB/OQAM 변환부에서 출력되는 OQAM 신호의 실수 성분에 제곱을 취하고, 허수 성분에 제곱을 취한 후 두 제곱 신호의 차 값으로부터 위상 오차를 추정하는 것을 특징으로 한다.

- <48> 상기 위상 추정부는 상기 VSB/OQAM 변환부에서 출력되는 OQAM 신호의 실수 성분에 절대치를 취하고, 허수 성분에 절대치를 취한 후 두 절대 신호의 차 값으로부터 위상 오차를 추정하는 것을 특징으로 한다.
- <49> 본 발명의 다른 목적, 특징 및 잇점들은 첨부한 도면을 참조한 실시예들의 상세한 설명을 통해 명백해질 것이다.
- <50> 이하, 첨부된 도면을 참조하여 본 발명의 실시예의 구성과 그 작용을 설명하며, 도면에 도시되고 또 이것에 의해서 설명되는 본 발명의 구성과 작용은 적어도 하나의 실시예로서 설명되는 것이며, 이것에 의해서 상기한 본 발명의 기술적 사상과 그 핵심 구성 및 작용이 제한되지는 않는다.
- <51> 본 발명은 기저대역의 VSB 신호를 OQAM 신호로 변조한 후 OQAM 신호 중에서 심볼 성분이 포함된 실수와 허수 성분의 신호 또는, 심볼 성분이 포함되지 않은 실수 성분과 허수 성분의 신호를 이용하여 반송파 위상 오차를 검출하는데 있다.
- <52> 이를 위해, 먼저 도 3을 참조하여 기저대역의 VSB 신호를 OQAM 신호로 변조하는 과정을 살펴본다.
- <53> 상기 VSB 신호는 A/D 변환기(105)에서 2배의 샘플링 주파수로 디지털화되었다고 가정한다. 그러면, 도 3의 (a)와 같이 VSB 신호는 두 개의 심볼 샘플들(I1, I2) 사이에 하나의 중간 샘플값(X1)이 존재하게 된다(즉, I1, X1, I2, X3, I3, X5, ...).
- <54> 이때, 도 3의 (a)와 같은 기저대역 I, Q VSB 신호에 임의의 주파수 $\exp(j\omega n)$ 를 복소 곱하면 도 3의 (b)와 같은 배열을 갖는 OQAM 신호가 된다.

- <55> 상기 도 3의 (a)의 VSB 신호 중 Q 신호는 I 신호의 위상을 힐버트 변환기에서 90도 반전시켜 생성한 신호이므로 도 3의 (b)에서 Q 신호에 대한 표기를 생략하였다. 즉, VSB 신호 중 Q 신호는 I 신호만 알면 당연히 알 수 있으므로 표기를 생략하고 있다.
- <56> 따라서, 도 3의 (b)의 Y_i 는 VSB 신호 중 중간 샘플 신호와 Q 신호에 의해 생기는 임의의 값이고, w 는 변조 주파수이며, 2.69MHz (즉, $\pi/4$)에 해당하는 값이다. 여기서, VSB 변조된 I 신호 즉, 심볼이 포함된 신호가 OQAM 변조되면 실수와 허수 성분에 지그재그로 존재함을 알 수 있다.
- <57> 도 4는 주파수 영역에서 VSB 신호와 OQAM 신호와의 관계를 나타낸 도면으로서, 도 4의 (a)는 VSB 신호를, 도 4의 (b)는 OQAM 신호를 나타낸다.
- <58> 본 발명에서는 두 종류의 값을 이용하여 반송파 위상 오차를 추정한다. 하나는 상기 OQAM 변조된 신호 중에서 VSB 신호의 심볼 성분이 포함된 복소 신호 $I_1+jY_1, Y_4+jI_2, \dots$ 을 이용하는 경우이고, 다른 하나는 VSB 신호의 심볼 성분이 포함되지 않은 복소 신호 $Y_2+jY_3, Y_5+jY_6, \dots$ 을 이용하는 경우이다.
- <59> 이때, 상기 심볼이 포함된 신호 또는 포함되지 않은 신호를 이용하여 반송파 위상 오차를 추정하는 방식은 여러 가지가 있을 수 있으며, 본 발명에서는 제 1 내지 제 3 실시예를 통해 설명한다.
- <60> 먼저, 제 1 실시예는 OQAM 변조된 실수 성분과 허수 성분의 신호를 서로 곱하여 반송파 위상 오차를 검출하는 경우로서, 도 5에 상세 블록도가 도시되어 있다.
- <61> 도 5를 보면, 지연기(501)와 힐버트 변환기(502)를 통해 출력되는 VSB 통과대역 I, Q 신호에 피드백되는 복소 반송파를 복소 곱하여 상기 VSB 통과대역 I, Q 신호를 VSB

기저대역 I,Q 신호로 변환하는 제 1 복소 곱셈기(503), 상기 제 1 복소 곱셈기(503)에서 출력되는 VSB 기저대역 I,Q 신호에 임의의 주파수(jwn)를 복소곱하여 OQAM 신호로 변환하는 제 2 복소 곱셈기(504), 상기 제 2 복소 곱셈기(504)에서 출력되는 실수 성분과 허수 성분의 신호를 서로 곱하는 곱셈기(505), 상기 곱셈기(505)의 곱셈 결과 신호의 타이밍 에지에 의해서 발생하는 주파수 성분을 통과시키는 대역 통과 필터(506), 상기 대역 통과 필터(506)에서 출력되는 주파수 성분을 다운 샘플링하여 DC 위치로 천이시키는 다운 샘플링부(507), 상기 다운 샘플링부(507)의 출력을 여파 및 적산하는 루프 필터(508), 및 상기 루프 필터(508)의 출력에 비례하는 복소 반송파를 생성하여 상기 제 1 복소 곱셈기(503)로 출력하는 NCO(509)로 구성된다.

<62> 이와 같이 구성된 본 발명의 제 1 실시예는 OQAM 변조된 신호 중에서 VSB 신호의 심볼 성분이 포함된 복소 신호(즉, $I1+jY1, Y4+jI2, \dots$)를 이용하여 반송파 위상 오차를 추정하는 경우를 실시예로 설명한다.

<63> 즉, 상기 제 1 복소 곱셈기(503)에서 출력되는 VSB 기저대역 I, Q 신호에 임의의 주파수($\exp(jwn)$, $w=\frac{\pi}{4}$)을 복소 곱하면, 도 4의 (b)와 같이 주파수 영역에서 VSB 신호의 센터가 DC로 이동하면서 OQAM 신호가 된다.

<64> 이 중 VSB 신호의 심볼 성분이 포함된 복소 신호만(즉, $I1+jY1, Y4+jI2, \dots$)을 곱셈기(504)로 출력한다.

<65> 이때, 입력되는 신호에 반송파 위상 오차(θ)가 있다고 가정하면, 상기 곱셈기(504)로 입력되는 신호는 하기의 수학적 식 1과 같다.

<66> **【수학적 식 1】** $(I1+jY1)(\exp j\theta) = (I1 \cdot \cos\theta - Y1 \cdot \sin\theta) + j(I1 \cdot \sin\theta + Y1 \cdot \cos\theta)$

<67>

상기 수학식 1에서 실수 성분을 $I1(=I1 * \cos\theta - Y1 * \sin\theta)$ 라 하고, 허수 성분을 $Q1(=I1 * \sin\theta + Y1 * \cos\theta)$ 라 한 후 두 신호 I1, Q1를 곱셈기(505)에서 곱하면 하기의 수학적 식 2와 같이 된다.

<68>

$$\text{【수학식 2】} \quad I1 * Q1 = \frac{1}{2} (I1^2 - Y1^2) * \sin 2\theta + I1 * Y1 * \cos 2\theta$$

<69>

상기 수학식 2를 보면, 두 가지 성분이 존재하는데 그 중 $I1 * Y1$ 성분은 파일럿이나 데이터에 의해 생기는 값이 아주 작아서 반송파 위상 추정에 끼치는 영향이 미미하고, $(I1^2 - Y1^2) * \sin 2\theta$ 은 파일럿에 상관없이 구해지는 값으로서, 반송파 위상 추정에 영향을 미친다. 여기서, $(I1^2 - Y1^2)$ 는 반송파 위상 오차의 크기를 결정하고, $\sin 2\theta$ 는 반송파 위상 오차의 방향을 결정한다. 즉, θ 가 음수이면 $\sin 2\theta$ 도 음수여서 반송파 위상을 양의 방향으로 돌리고, θ 가 양수이면 반송파 위상을 음의 방향으로 돌리면 된다.

<70>

이때, 상기 곱셈기(505)의 출력은 대역 통과 필터(506)로 출력되고, 상기 대역 통과 필터(506)는 OQAM 신호의 I1과 Q1와의 곱셈 결과 신호의 타이밍 에지(401)에 의해서 발생하는 주파수 성분을 필터링하여 다운 샘플링부(507)로 출력한다. 상기 다운 샘플링부(507)는 상기 대역 통과 필터(506)의 출력을 다운 샘플링하여 원하는 위치에서의 신호만을 루프 필터(508)로 출력한다.

<71>

여기서, 상기 타이밍 에지(401)의 위치는 이상적인 경우에 2.69MHz이다. 그리고, 곱셈기(505)에서 OQAM 신호의 실수 성분과 허수 성분의 두 신호를 곱한 경우에 타이밍 에지(401)에 의해서 주파수 성분이 생기는데 이를 톤(tone)이라고 하고, 이상적인 경우에 상기 톤은 5.38MHz에 생긴다. 따라서, 대역통과 필터(506)는 5.38MHz의 위치를 필터링한다. 상기 대역 통과 필터(506)에서 필터링하고, 다운 샘플링부(507)에서 다운 샘플

령하면 원하는 위치에서의 신호를 얻을 수 있고, 이 신호는 루프 필터(508)로 출력된다. 즉, 상기 다운 샘플링부(507)에서 출력되는 신호가 반송파 위상 오차가 된다. 상기 루프 필터(508)는 상기 다운 샘플링부(507)의 출력을 여과하고 적산하여 NCO(509)로 출력하고, 상기 NCO(509)는 상기 루프 필터(508)의 출력에 비례하는 복소 반송파를 생성해 내어 상기 제 1 복소 곱셈기(503)로 출력한다. 이러한 과정을 반복하면 입력되는 신호의 반송파 주파수 성분과 거의 비슷한 반송파 주파수 신호가 NCO(509)에서 발생되어 제 1 복소 곱셈기(503)로 출력되고, 상기 제 1 복소 곱셈기(503)는 통과대역의 VSB 신호를 원하는 기저대역의 VSB 신호로 천이시킨다.

<72> 도 6은 본 발명의 제 2 실시예에 따른 반송파 복구 장치의 구성 블록도로서, 제 2 복소 곱셈기(604)에서 출력되는 OQAM 신호의 실수 성분과 허수 성분의 신호에 대해 각각 제공한 후 제공한 두 신호의 차 값으로부터 반송파 위상 오차를 검출한다.

<73> 도 6은 도 5의 곱셈기 대신 제곱부(605)와 감산기(606)를 이용하여 OQAM 신호로부터 반송파 위상 오차를 검출하며, 나머지 구성 즉, 지연기(601), 힐버트 변환기(602), 제 1 복소 곱셈기(603), 대역 통과 필터(607), 다운 샘플링부(608), 루프 필터(609), 및 NCO(610)는 도 5와 동일한 구성, 동작을 수행하며 부호만 달리하고 있다.

<74> 이러한 구성을 갖는 본 발명의 제 2 실시예에서는 OQAM 변조된 신호 중에서 VSB 신호의 심볼 성분이 포함되지 않은 복소 신호(즉, $Y_2 + jY_3, Y_5 + jY_6, \dots$)를 이용하여 반송파 위상 오차를 추정하는 경우를 실시예로 설명한다.

<75> 즉, 상기 제 1 복소 곱셈기(603)에서 출력되는 VSB 기저대역 I, Q 신호에 임의의 주파수($\exp(jwn)$, $w = \frac{\pi}{4}$)을 복소 곱하면, 도 4와 같이 주파수 영역에서 VSB 신호의 센터가 DC로 이동하면서 OQAM 신호가 된다.

<76> 상기 OQAM 신호 중 VSB 신호의 심볼 성분이 포함되지 않은 복소 신호(즉, $Y2+jY3, Y5+jY6, \dots$)를 제곱부(604)로 출력한다.

<77> 이때, 입력되는 신호에 반송파 위상 오차(θ)가 있다고 가정하면, 상기 제곱부(604)로 입력되는 신호는 하기의 수학적 식 3과 같다.

<78> **【수학적 식 3】** $(Y2+jY3)(\exp j\theta) = (Y2*\cos\theta - Y3*\sin\theta) + j(Y2*\sin\theta + Y3*\cos\theta)$

<79> 상기 수학적 식 3에서 실수 성분을 $I2(=Y2*\cos\theta - Y3*\sin\theta)$ 라 하고, 허수 성분을 $Q2(=Y2*\sin\theta + Y3*\cos\theta)$ 라 한 후 두 신호 $I2, Q2$ 를 제곱부(601)의 각 제곱기에서 각각 제곱하고, 감산기(606)에서 두 값의 차를 구하면 하기의 수학적 식 4와 같이 된다.

<80> **【수학적 식 4】** $I2^2 - Q1^2 = (Y2^2 - Y3^2)*\sin 2\theta + 2*Y2*Y3*\cos 2\theta$

<81> 상기 수학적 식 4를 보면, 두 가지 성분이 존재하는데 그 중 $Y2^2 - Y3^2$ 성분은 파일럿이나 데이터에 의해 생기는 값이 아주 작아서 반송파 위상 추정에 끼치는 영향이 미미하고, $Y2*Y3$ 은 파일럿에 상관없이 구해지는 값으로서, 반송파 위상 추정에 영향을 지배적인 미친다.

<82> 여기서, $Y2*Y3$ 는 반송파 위상 오차의 크기를 결정하고, $\cos 2\theta$ 는 반송파 위상 오차의 방향을 결정한다.

<83> 마찬가지로, 상기 감산기(606)의 출력은 대역 통과 필터(607)로 출력되고, 상기 대역 통과 필터(607)는 OQAM 신호의 $I2$ 신호의 제곱 신호와 $Q2$ 신호의 제곱 신호와의 차 값의 타이밍 에지에 의해서 발생하는 주파수 성분을 필터링하여 다운 샘플링부(608)로 출력한다. 상기 다운 샘플링부(608)는 상기 대역 통과 필터(607)의 출력을 다운 샘플링

하여 원하는 위치에서의 신호만을 루프 필터(609)로 출력한다. 상기 루프 필터(609)는 상기 다운 샘플링부(608)의 출력을 여과하고 적산하여 NCO(610)로 출력하고, 상기 NCO(610)는 상기 루프 필터(609)의 출력에 비례하는 복소 반송파를 생성해 내어 상기 제 1 복소 곱셈기(603)로 출력한다.

<84> 도 7은 본 발명의 제 3 실시예에 따른 반송파 복구 장치의 구성 블록도로서, 제 2 복소 곱셈기(604)에서 출력되는 OQAM 신호의 실수 성분과 허수 성분의 신호에 대해 각각 절대치 연산을 수행한 후 두 절대치 신호의 차 값으로부터 반송파 위상 오차를 검출한다

<85> 도 7은 도 6의 제곱부(606) 대신 절대치 연산부(706)를 이용하는 것을 제외하고는 도 6의 구성 및 동작과 동일하다.

<86> 즉, 절대치 연산부(705)는 제 2 복소 곱셈기(704)에서 출력되는 OQAM 신호의 실수 성분과 허수 성분에 대해 각각 절대치를 취하여 감산기(706)로 출력하고, 상기 감산기(706)는 상기 두 절대치 연산부의 차 값을 구하여 대역 통과 필터(707)로 출력한다.

<87> 이후의 동작은 상기된 도 5 및 도 6과 동일하므로 상세 설명을 생략한다.

<88> 이와 같이, 본 발명은 OQAM 신호 중 VSB 신호의 심볼 성분이 포함된 복소 신호를 상기된 제 1 내지 제 3 실시예 중 어느 하나에 적용하여 반송파 위상 오차를 추정할 수도 있고, OQAM 신호 중 심볼 성분이 포함되지 않은 복소 신호를 상기된 제 1 내지 제 3 실시예 중 어느 하나에 적용하여 반송파 위상 오차를 추정할 수도 있다.

【발명의 효과】

- <89> 이상에서와 같이 본 발명에 따른 반송파 복구 장치에 의하면, VSB 신호를 OQAM 신호로 변조한 후 변조된 OQAM 신호를 이용하여 반송파 복구를 수행함으로써, VSB 전송 방식에서 파일럿 신호를 이용하지 않고도 반송파 복구를 정확하게 수행할 수 있다. 이로 인해, 도심 환경과 같이 반사파가 많은 열악한 채널환경에서 파일럿이 감쇄하거나 전혀 나타나지 않더라도 정확한 반송파 복구를 수행할 수 있다.
- <90> 이상 설명한 내용을 통해 당업자라면 본 발명의 기술 사상을 일탈하지 아니하는 범위에서 다양한 변경 및 수정이 가능함을 알 수 있을 것이다.
- <91> 따라서, 본 발명의 기술적 범위는 실시예에 기재된 내용으로 한정되는 것이 아니라 특허 청구의 범위에 의하여 정해져야 한다.

【특허청구범위】**【청구항 1】**

잔류측파대(VSB) 변조 방식으로 전송되는 데이터를 수신하여 디지털화한 후 디지털화된 VSB 통과대역 실수 성분의 신호의 위상을 90도 반전시켜 허수 성분의 신호를 생성한 후 두 신호로부터 반송파 위상 오차를 추정하는 반송파 복구 장치에 있어서,

상기 VSB 통과대역 실수 성분 및 허수 성분의 신호와 위상 오차에 비례하는 복소 반송파를 각각 곱하여 상기 VSB 통과대역 실수 성분과 허수 성분의 신호를 VSB 기저대역 실수 성분과 허수 성분의 신호로 천이시키는 복소 곱셈기;

상기 복소 곱셈기의 출력에 임의의 주파수를 복소곱하여 상기 VSB 기저대역 실수 성분과 허수 성분의 신호를 OQAM 실수 성분과 허수 성분의 신호로 변조하는 VSB/OQAM 변환부;

상기 VSB/OQAM 변환부에서 출력되는 OQAM 실수 성분과 허수 성분의 신호를 이용하여 반송파 위상 오차를 추정하는 오차 추정부;

상기 오차 추정부의 출력 신호 중 타이밍 에지에 의해 발생된 주파수 성분을 통과시킨 후 다운 샘플링하는 필터 및 다운 샘플링부; 그리고

상기 필터 및 다운 샘플링부의 출력을 여과하고 적산한 후 적산된 값에 비례하는 복소 반송파를 생성하여 상기 복소 곱셈기로 출력하는 필터 및 발진기를 포함하여 구성되는 것을 특징으로 하는 반송파 복구 장치.

【청구항 2】

제 1 항에 있어서,

상기 VSB/OQAM 변환부에서 VSB 기저대역 실수 및 허수 성분의 신호와 복소곱을 수행하는 임의의 주파수는 $\pi/4$ 인 것을 특징으로 하는 반송파 복구 장치.

【청구항 3】

제 1 항에 있어서,

상기 VSB 신호는 2배의 심볼 주파수로 디지털화되어 두 개의 심볼 샘플들 사이에 하나의 중간 샘플값이 존재하는 것을 특징으로 하는 반송파 복구 장치.

【청구항 4】

제 3 항에 있어서, 상기 위상 추정부는

상기 OQAM 신호 중 VSB 신호의 심볼 성분이 포함된 복소 신호로부터 반송파 위상 오차를 추정하는 것을 특징으로 하는 반송파 복구 장치.

【청구항 5】

제 3 항에 있어서, 상기 위상 추정부는

상기 OQAM 신호 중 VSB 신호의 심볼 성분이 포함되지 않은 복소 신호로부터 반송파 위상 오차를 추정하는 것을 특징으로 하는 반송파 복구 장치.

【청구항 6】

제 1 항에 있어서, 상기 위상 추정부는

상기 VSB/OQAM 변환부에서 출력되는 OQAM 신호의 실수 성분과 허수 성분의 신호를 서로 곱하여 위상 오차를 추정하는 것을 특징으로 하는 반송파 복구 장치.

【청구항 7】

제 1 항에 있어서, 상기 위상 추정부는

상기 VSB/OQAM 변환부에서 출력되는 OQAM 신호의 실수 성분에 제곱을 취하고, 허수 성분에 제곱을 취한 후 두 제곱 신호의 차 값으로부터 위상 오차를 추정하는 것을 특징으로 하는 반송파 복구 장치.

【청구항 8】

제 1 항에 있어서, 상기 위상 추정부는

상기 VSB/OQAM 변환부에서 출력되는 OQAM 신호의 실수 성분에 절대치를 취하고, 허수 성분에 절대치를 취한 후 두 절대 신호의 차 값으로부터 위상 오차를 추정하는 것을 특징으로 하는 반송파 복구 장치.

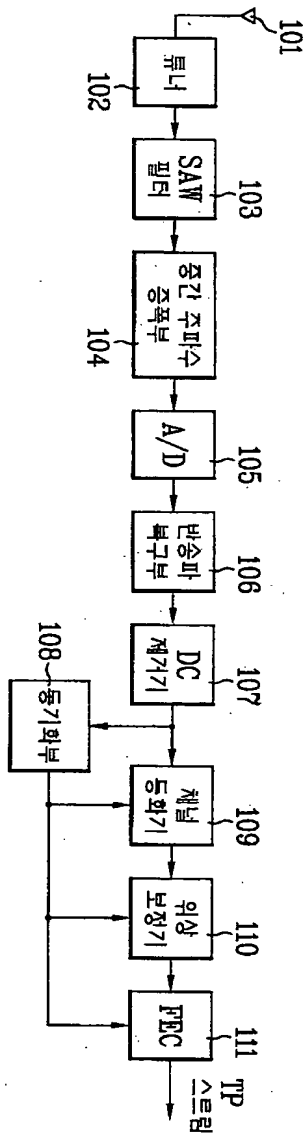
【청구항 9】

제 1 항에 있어서, 상기 VSB/OQAM 변환부는

복소 곱셈기로 구성되는 것을 특징으로 하는 반송파 복구 장치.

【도면】

【도 1】



The diagram illustrates a digital signal processing system. It starts with an input signal that splits into two paths. The first path goes through a delay block (201) to produce $r(t)$. The second path goes through a Hilbert transform block (202) to produce $r_{\text{hilbert}}(t)$. These two signals are fed into a complex multiplier block (203). The output of the multiplier is split into two paths: one goes to a digital processing block (디지탈 처리) and the other goes to a low-pass filter (204). The output of the low-pass filter (204) goes through a delay block (206) and then a demodulation block (207). The output of the demodulation block (207) goes through a multiplier block (208) and then a loop filter (209). The output of the loop filter (209) goes through an NCO block (210) and then a low-pass filter (205). The output of the low-pass filter (205) goes through a multiplier block (203) and then a low-pass filter (204).

(a) VSB

$$I : \textcircled{11}, X_1, \textcircled{12}, X_3, \textcircled{13}, X_5, \textcircled{14}, \dots$$

$$Q : Q_1, X_2, Q_2, X_4, Q_3, X_6, Q_5, \dots$$

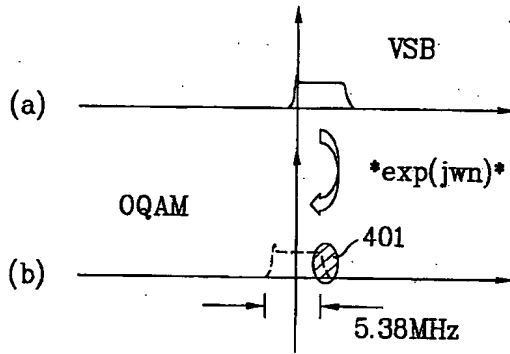
$$\downarrow * \exp(j\omega n) *$$

(b) OQAM

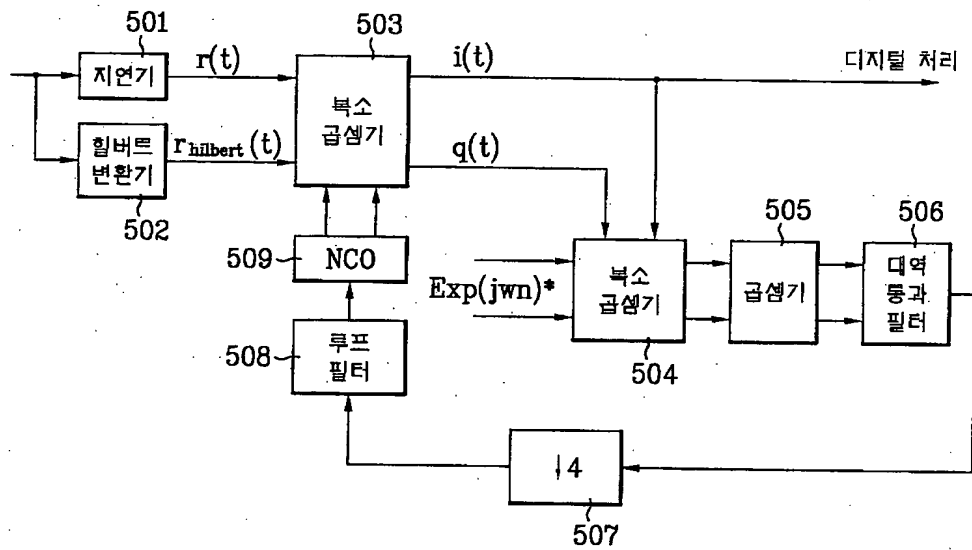
$$I : \textcircled{11}, Y_2, Y_4, Y_5, \textcircled{13}, Y_8, Y_{10}, \dots$$

$$Q : Y_1, Y_3, \textcircled{12}, Y_6, Y_7, Y_9, \textcircled{14}, \dots$$

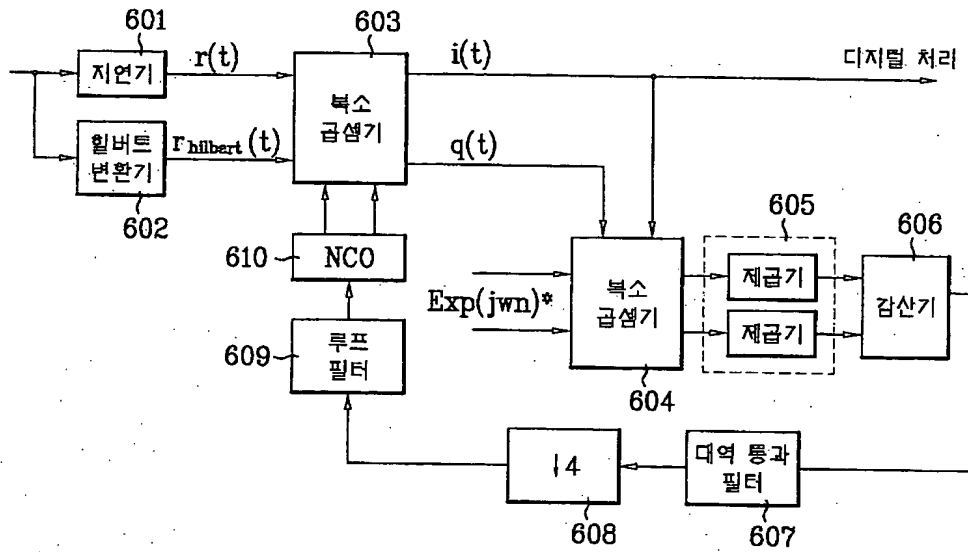
【도 4】



【도 5】



【도 6】



【도 7】

